

## СИММЕТРИЧНЫЕ КАЛИБРОВАННЫЕ ОСЛАБИТЕЛИ

В. Н. СТУДЕНИКИН

(Представлена научным семинаром факультета автоматики и вычислительной техники)

В измерительной технике часто возникает потребность оценить с достаточно высокой точностью частотную погрешность коэффициента деления четырехполюсников в виде симметричных магазинов затухания. Для выполнения этой задачи необходимо иметь калиброванные звенья, коэффициент деления которых не зависел бы от частоты.

Из рассмотренных известных методов поверки частотной погрешности магазинов затухания, где в качестве эталонных звеньев применяются индуктивные, емкостные делители и четырехполюсники на активных сопротивлениях, наиболее совершенными являются делители на сопротивлениях. Практически такие частотонезависимые делители можно получить за счет их конструктивного выполнения.

Рассмотрим калиброванное звено в виде симметричной схемы на активных сопротивлениях (типа БЛП) с определенным отношением коэффициента передачи.

Если на низких частотах элементы цепи имеют чисто активный характер и практически не зависят от частоты, то на повышенных частотах необходимо учитывать различные паразитные индуктивности и емкости, сопротивление которых меняется и дополнительная частотная погрешность увеличивается.

Эквивалентная схема четырехполюсника с учетом реактивных проводимостей показана на рис. 1. Здесь  $L$  представляет собой индуктивности в сопротивлениях элементов схемы, конденсаторы соответствуют емкостям между выводами проводников и по отношению к другим элементам цепи. Учесть такие проводимости не трудно путем измерения геометрических размеров проводников и расстояний между ними, а вычислить их значения можно с помощью формул [5].

Для уменьшения электромагнитных связей между входными и выходными цепями четырехполюсников предусматривается электростатическая экранировка. Эквивалентная схема в этом случае имеет вид (рис. 2), где  $C_1$  — собственная емкость проводника,  $C_2$  — емкость сопротивления по отношению к экрану,  $C_3$  — емкость горизонтального провода по отношению к экрану,  $C_4$  — емкость ввода и вывода горизонтального провода,  $L_1$  и  $L_2$  — индуктивности в продольных и поперечных ветвях сопротивлений.

Пропускная емкость  $C_4$  сведена к нулю, а такими реактивностями, как взаимная индуктивность между элементами, емкостью между проводами по отношению к экрану пренебрегаем из-за их малого порядка.



Расчет коэффициента передачи секций на различное затухание с учетом проводимостей элементов проводился на верхней граничной частоте  $f = 600$  кГц. Так, например, частотная погрешность коэффициента передачи для 3 *непер* на этой частоте составила не более 0,05%.

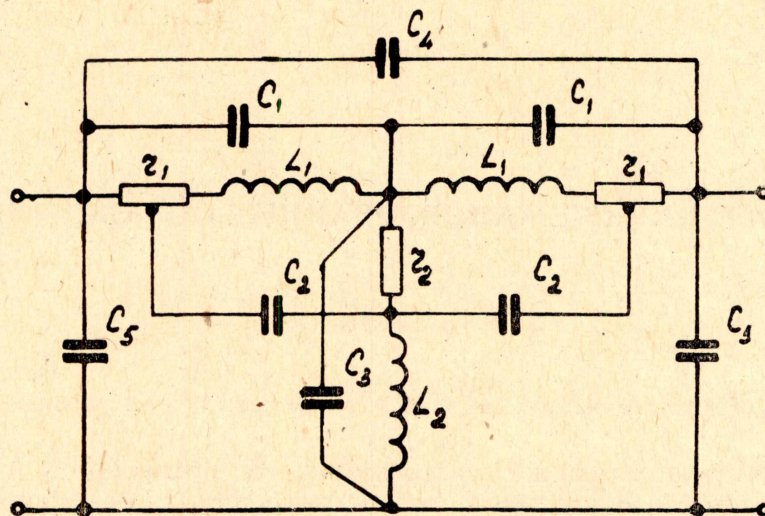


Рис. 1

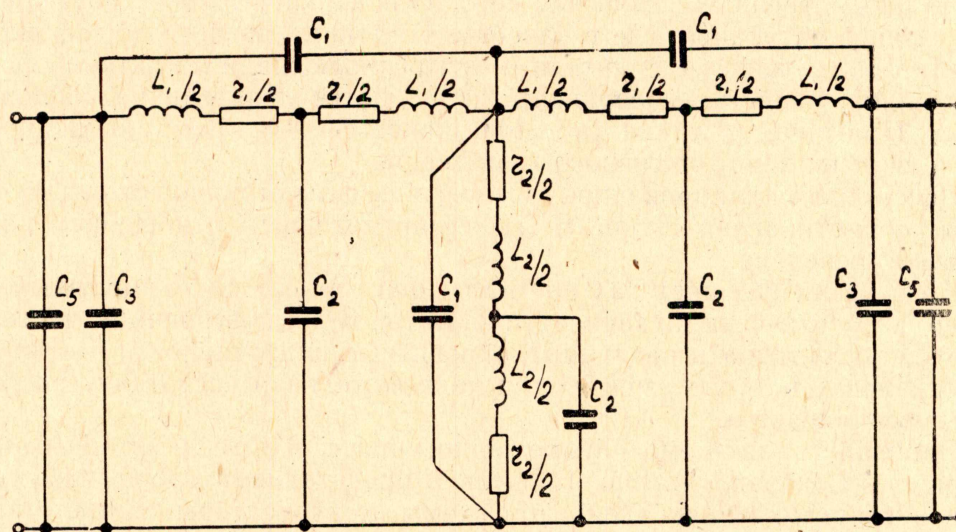


Рис. 2

Экспериментально же оценить частотную погрешность экранированных делителей с такой высокой точностью очень трудно, из-за отсутствия образцовых приборов.

В литературе [4] известно, что для всех минимально-фазовых цепей имеется однозначная связь между частотной и фазовой характеристиками, и, контролируя фазу коэффициента передачи, можно с очень высокой чувствительностью судить о неравномерности частотной характеристики.

Исследуем, к какой цепи относятся звенья выполненных делителей и определяем характер связи между частотной и фазовой характеристиками.



Для упрощения анализа в силу симметричности воспользуемся одним Т-образным звеном с учетом проходной емкости  $C_1$ . Продольное плечо секции вместе с реактивностями представляет минимально-реактивный двухполюсник и его полное сопротивление приведено к эквивалентному внутреннему сопротивлению генератора. Как показано на рис. 3, линейная система составлена из трех контуров с сосредоточенными

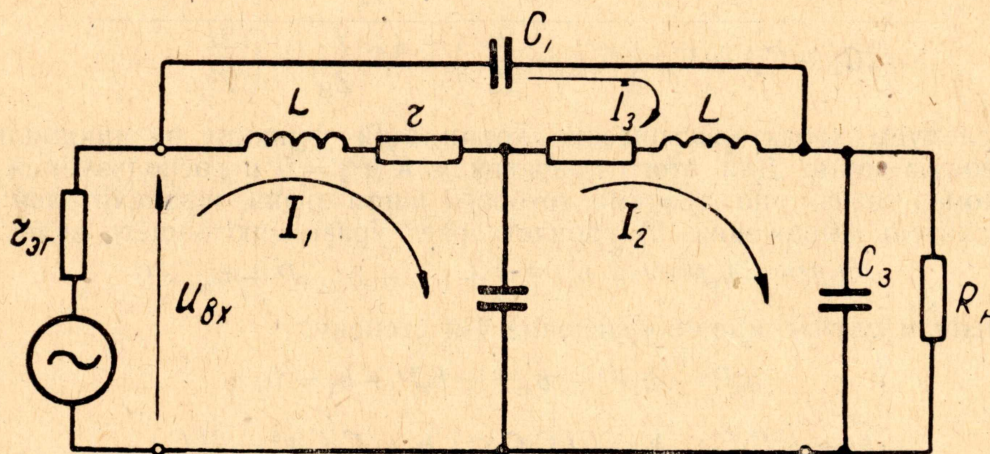


Рис. 3

параметрами. Используя метод контурных токов, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 - Z_{13}I_3 &= U_{BX}; \\ Z_{22}I_2 - Z_{21}I_1 - Z_{23}I_3 &= 0; \\ Z_{33}I_3 - Z_{31}I_1 - Z_{32}I_2 &= 0; \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} Z_{11} &= r + i\omega L + \frac{1}{i\omega C_2} + Z_H; \quad Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{i\omega C_2}; \\ Z_{13} = Z_{23} = Z_{31} = Z_{32} &= r + i\omega L; \quad Z_H = \frac{R_H}{1 + i\omega C_2 R_H}. \end{aligned}$$

Учитывая одинаковый характер сопротивлений в различных контурах и обозначая через

$$Z_1 = Z_{12} = Z_{21}; \quad Z_2 = Z_{13} = Z_{31} = \dots; \quad Z_3 = \frac{1}{i\omega C_1},$$

имеем:

$$Z_{11} = Z_1 + Z_2; \quad Z_{22} = Z_1 + Z_2 + Z_H; \quad Z_{33} = 2Z_2 + Z_3.$$

Выражение для коэффициента передачи можно записать в виде (2)

$$K = \frac{(-1)^{k+1} M_{1k} Z_k}{\Delta}. \quad (2)$$

Подставим значение определителя и минора в выражение (2)

$$K = \frac{[\dot{Z}_1 \dot{Z}_3 + (2Z_1 - Z_2)] \cdot Z_H}{Z_2 [(Z_2 + Z_H)(2Z_1 + Z_3) + Z_2(2Z_1 + Z_H) + Z_1 Z_3(2Z_3 + Z_H)];}$$



выразим  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  через индуктивности, емкости и сопротивления и заменим  $j\omega$  на  $P$ . Тогда выражение (2) примет следующий вид

$$K(P) = \frac{P^4 L^2 C_1 C_2 + 2P^3 L C_1 C_2 r + P^2 (C_1 C_2 r^2 - 2LC_1) - 2PC_1 r - 1}{P^4 L^2 C_1 C_2 + P^3 L \left[ 2C_1 C_2 r + \frac{L}{Z_H} (4C_1 + C_2) \right] + P^2 \left[ L \left( \frac{2r}{Z_H} + 1 \right) \times \right.} \times \\ \left. \times (2C_1 + C_2) + C_1 r \left( C_2 r + \frac{2L}{Z_H} \right) + 2P \frac{L}{Z_H} + \left( \frac{2r}{Z_H} + 1 \right) \right]. \quad (3)$$

Исследуем характеристические корни этой функции на минимально-фазовую цепь. Для этого приравняем  $K(P) = 0$  и воспользуемся методом Гурвица, по теореме которого ищем знаки определителей (3). Числитель выражения (3) удовлетворяет уравнению общего вида:

$$b_0 P^m + b_1 P^{m-1} + b_2 P^{m-2} + \dots + b_{m-1} P + b_m = 0.$$

В нашем случае имеем уравнение 4-й степени:

$$b_0 P^4 + b_1 P^3 + b_2 P^2 + b_3 P + b_4 = 0, \quad (4)$$

где

$$b_0 = L^2 C_1 C_2; \quad b_1 = 2LC_1 C_2 r; \quad b_2 = C_1 C_2 r^2 - 2LC_1; \\ b_3 = 2C_1 r; \quad b_4 = -1.$$

Для уравнения (4) определители соответственно будут:

$$\Delta_1 = b_1 = 2LC_1 C_2 r; \quad \Delta_2 = 2LC_1^2 C_2 r^2 (\tau_{C_2} - \tau_L);$$

$$\Delta_3 = 4LC_1^2 C_2 r^2 [L(C_1 + C_2) - C_1 C_2 r^2];$$

$$\Delta_4 = 4LC_1^3 C_2 r^3 (\tau_{C_2} - 2\tau_L).$$

По условию Гурвица следует, что если хотя бы один из определителей оказывается меньше нуля, то цепь относится к неминимально-фазовым схемам.

В калиброванных экранированных секциях собственная продольная емкость проводников на порядок меньше емкости сопротивления по отношению к экрану, т. е.  $\tau_{C_2} \geq 5\tau_L$ ; следовательно, определители  $\Delta_1$ ;  $\Delta_2$ ;  $\Delta_3$  и  $\Delta_4$  имеют положительный знак, и рассмотренное звено представляет минимально-фазовую цепь.

Заменим  $P$  на  $j\omega$  и перепишем выражение для коэффициента передачи (3) в виде

$$K(\omega) = \frac{\{\omega^2 [LC_1 (\omega^2 LC_2 + 2) - C_1 C_2 r^2] - 1\} - j2\omega C_1 r (\omega LC_2 - 1)}{\omega^2 \left\{ \omega^2 L^2 C_1 C_2 - \left[ L \left( \frac{2r}{Z_H} + 1 \right) (2C_1 + C_2) + C_1 r \left( C_2 r + \frac{2L}{Z_H} \right) \right] \right\} +} \times \\ \times \left\{ \left( \frac{2r}{Z_H} + 1 \right) - j\omega L \left\{ 2C_1 C_2 r + \frac{L}{Z_H} (4C_1 + C_2) \right\} + \frac{2}{Z_H} \right\};$$

обозначим

$$a = C_1 (2L - C_2 r^2); \quad b = \left[ L (2C_1 + C_2) + C_1 r \left( \frac{2L + C_2 r Z_H}{2r + Z_H} \right) \right]$$

$$d = 2C_1 C_2 r + \frac{L}{Z_H} (4C_1 + C_2);$$



если пренебречь величинами малого порядка, получим окончательное выражение для коэффициента передачи и его аргумента:

$$K(\omega) = \frac{\left(\frac{1}{\omega} - a\omega\right) - 2jC_1r}{\left(\frac{2r}{Z_H} + 1\right)\left(\omega \cdot b - \frac{1}{\omega}\right) + j\omega L\left(\omega \cdot d + \frac{2}{\omega Z_H}\right)}; \quad (5)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{2C_1r\left(\frac{2r}{Z_H} + 1\right)\left(\omega b - \frac{1}{\omega}\right) + \omega L\left(\omega d + \frac{2}{\omega Z_H}\right)\left(\frac{1}{\omega} - a\omega\right)}{\left(\frac{2r}{Z_H} + 1\right)\left(\frac{1}{\omega} - a\omega\right)\left(\omega b - \frac{1}{\omega}\right) - 2\omega LC_1r\left(\omega d + \frac{2}{\omega Z_H}\right)}. \quad (6)$$

Экспериментально исследовались фазовые характеристики секций на затухание 1 и 3 *непера*.

Измерения проводились на фазометре в диапазоне частот свыше 1 *мгц*, где наблюдался значительный фазовый сдвиг для коэффициента передачи четырехполюсника. На рис. 4 приведены кривые, полученные в результате опыта для фазовой характеристики секций, нагруженных на сопротивление  $R_n = 600$  *ом*. Здесь же пунктиром показана расчетная характеристика для фазового угла, согласно выражению (6).

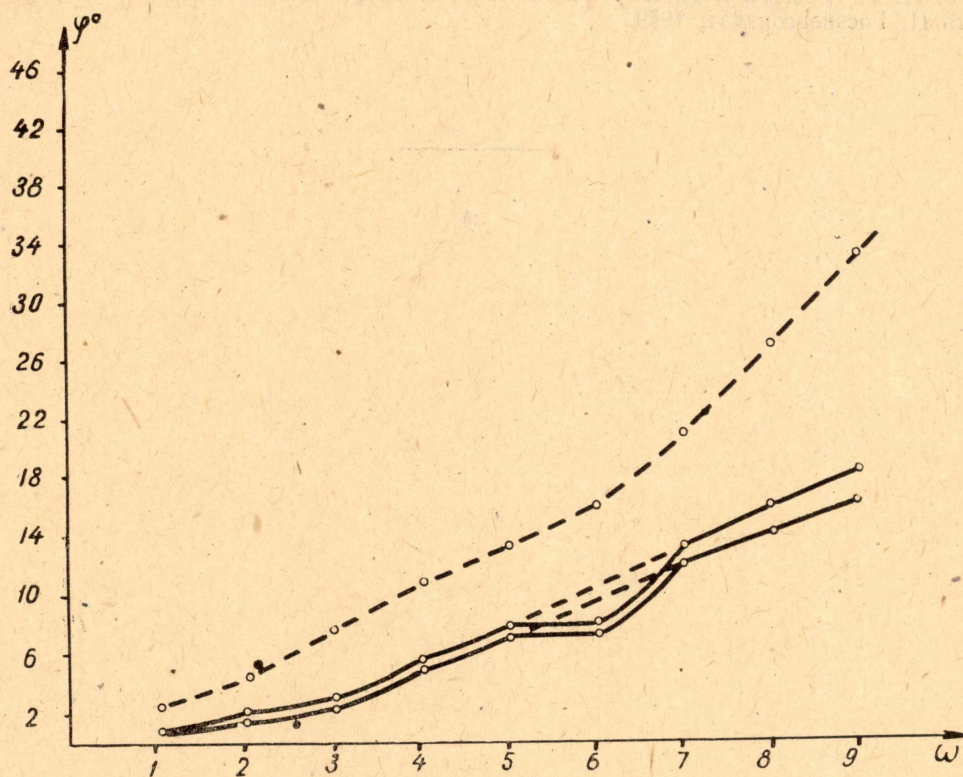


Рис. 4

Как видно из графика, экспериментальная и теоретическая фазовая характеристики имеют одинаковый характер поведения.

Следовательно, давая оценку частотной погрешности калиброванным ослабителям, можно сделать следующие выводы:



1. В симметричных экранированных делителях напряжения теоретически легко подсчитать значения реактивных величин, влияющие на частотные свойства коэффициента передачи.

2. Калиброванное звено на сопротивлениях (типа БЛП) с электрическим экранированием обладает малой частотной погрешностью, и они могут быть использованы как эталонные делители в схемах сравнения.

3. Секции выполненной модели представляют минимально-фазовую цепь в заданном диапазоне частот. Погрешность коэффициента деления можно оценить, используя фазовые соотношения.

4. Теоретическая и экспериментальная фазовая характеристики подчиняются одному и тому же закону. Фазовый сдвиг расчетной характеристики превышает значение угла, полученное экспериментально. Следовательно, реактивные проводимости при расчетах были завышены.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Терман, Д. Ж. Петтит. Измерительная техника в электронике, ИЛ., 1955.
  2. И. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы, Изд. «Советское радио», 1963.
  3. Г. В. Войшвилло. Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связиздат, 1959.
  4. А. Д. Артым. Электрические корректирующие цепи и усилители. Изд. «Энергия», 1965.
  5. Л. Р. Нейман, Н. А. Калантаров. Теоретические основы электротехники, часть II, Госэнергоиздат, 1959.
-